

中性点クランプ形 PWM コンバータの直接電力制御法

佐藤 明* 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Direct Power Control of Neutral-Point-Clamped PWM Converter
Akira Sato and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

This paper describes direct power control of a neutral-point-clamped PWM converter. The key of this strategy is a direct selection of switching modes on the basis of instantaneous errors of active and reactive power. In addition, this paper discusses neutral point voltage control and pattern equalization. The validity of the propose technique was examined by computer simulations and experiments. Through several experimental tests, it was confirmed that total input power factor and efficiency were more than 99% and 97% over the load power range from 400W to 2000W, respectively. Also, proposed method demonstrated excellent performance compared with a conventional technique.

キーワード：直接電力制御法，中性点クランプ形 PWM コンバータ，パターン均等化
(direct power control, neutral point clamped PWM converter, pattern equalization)

1. はじめに

入力力率改善コンバータとして最も一般的なものは、6素子で構成される PWM コンバータである。PWM コンバータでは入力力率 1 制御を達成するために電源電圧に同期させて電流制御する手法がよく知られている。この一般的な制御法として、キャリア変調方式やヒステリシスコンパレータ方式があげられる。この他の制御法として、瞬時有効・無効電力に着目し、入力力率 1 制御を実現する手法も提案されている^{[1]-[3]}。この手法はスイッチングモードと瞬時有効・無効電力を直接関連づけて瞬時値制御するものである。

中性点クランプ形 PWM コンバータ（以下、NPC コンバータと略す。）は 6 素子の PWM コンバータに比べ、スイッチング素子の電圧ストレスが半分となり、同一スイッチング周波数では高調波電流が少ないなど大容量コンバータに適した回路構成となっている^[4]。しかし、直流平滑コンデンサの中性点がフローティングであるため、中性点電位が変動するという問題点がある。

本稿では、まず直接電力制御法を NPC コンバータに適用した場合のシステム構成とスイッチングモードの決定法について述べる^[5]。次に NPC コンバータの問題点である中性点電位の変動抑制法およびパターン均等化法について検討する。本手法の妥当性を計算機シミュレーションと実験に

より検証した。また、従来の三角波 2 段キャリア変調方式との比較検討を行い、良好な結果が得られたので報告する。

2. システム構成と制御原理

<2.1>システム構成

Fig. 1 に NPC コンバータの主回路構成を、Fig. 2 に直接電力制御法に基づく NPC コンバータのシステム構成を示す。まず、電源電圧 v_a, v_b, v_c と電源電流 i_a, i_b, i_c を検出し、それぞれを三相 - 二相変換して得られる v_a, v_b と i_a, i_b から (1) を用いて瞬時有効電力 P と瞬时无効電力 Q を算出する。

$$\begin{aligned} P &= v_a i_a + v_b i_b \\ Q &= v_b i_a - v_a i_b \end{aligned} \quad (1)$$

一方、瞬時有効電力指令値 P^* は、直流バス電圧 V_{dc} とその指令値 V_{dc}^* の偏差から PI 制御器を介して得られた I^* と V_{dc} との積から得る。また、瞬时无効電力指令値 Q^* は外部より直接与える。 P^* と P, Q^* と Q の誤差 DP, DQ をヒステリシス要素に入力し量子化する。この量子化信号 S_p, S_q により瞬時電力の増減を決定する。一方、電源電圧位相は PLL を用いて、Fig. 3 に示すように 24 の領域に分割する。これは (2) のように表現することができる。

$$(n-2) \frac{P}{12} \leq Q_n < (n-1) \frac{P}{12} \quad \because n=1, 2, \dots, 24 \quad (2)$$

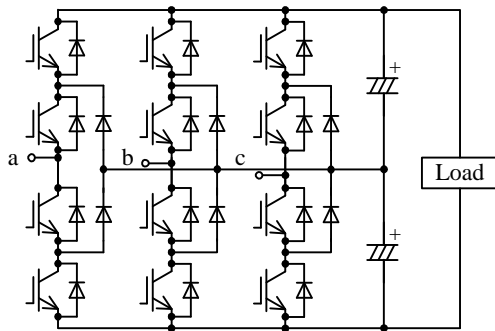


図1 NPCコンバータの主回路構成
Fig. 1. Power circuit of NPC converter.

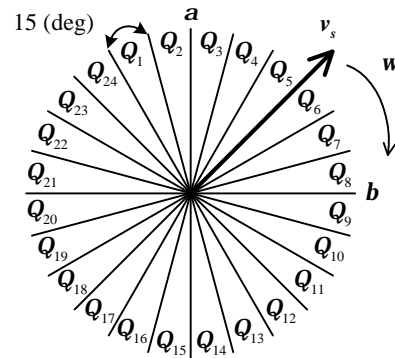


図3 電源電圧ベクトル位相の量子化
Fig. 3. Quantized phase of power-source-voltage vector.

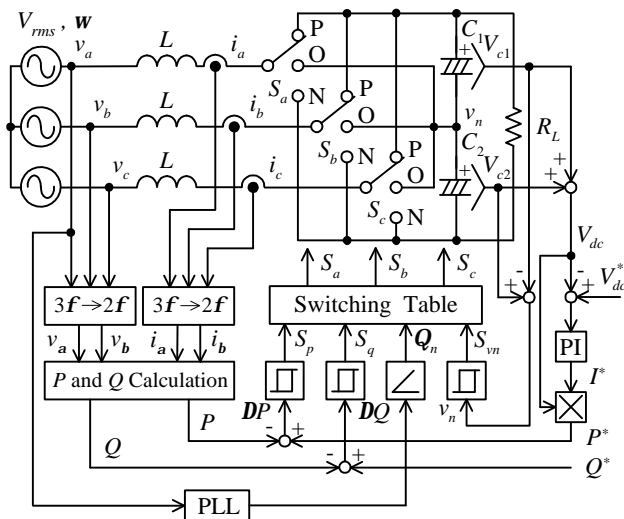


図2 直接電力制御形 NPC コンバータのブロック図
Fig. 2. Block diagram of direct-power-controlled NPC converter.

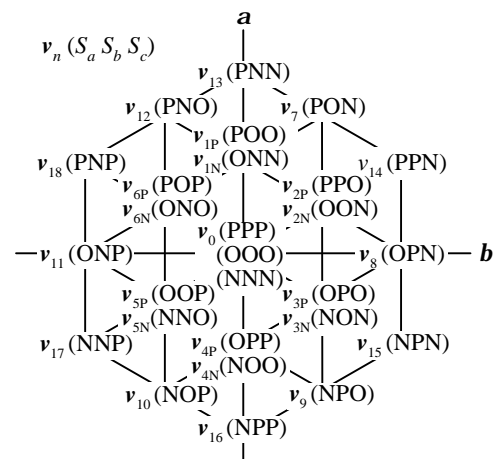


図4 NPCコンバータの出力電圧ベクトル
Fig. 4. Output voltage vector of NPC converter.

また、中性点電位 v_n を制御するために、正側コンデンサ電圧 V_{c1} と負側コンデンサ電圧 V_{c2} の誤差 v_n もヒステリシス要素に入力して量子化する。この量子化信号 S_{vm} より中性点電位の増減を決定する。これらの量子化信号 S_p, S_q, Q_n, S_{vm} を一括してスイッチングテーブルに入力し、それらの組み合わせに応じて NPC コンバータの瞬時的なスイッチングモード S_a, S_b, S_c を直接決定する。

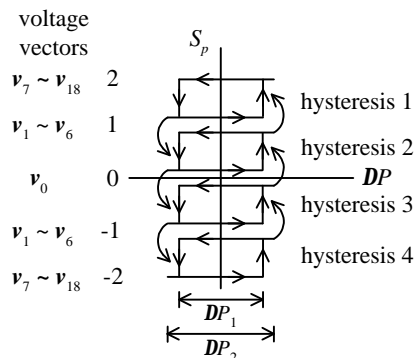
<2.2>電圧ベクトルの選択法

Fig. 4 に示すように、NPC コンバータの出力可能な電圧ベクトルは 19 種類存在する。ここで、 $v_{1P} \sim v_{6P}, v_{1N} \sim v_{6N}$ を小ベクトル、 $v_7 \sim v_{18}$ を大ベクトルと定義する。1つの電源電圧位相 Q_n においても瞬時有効電力を増加させ、瞬时无効電力を減少させる傾きの異なるベクトルが複数存在する。これらのうち1つのベクトルを選択するために、Fig. 5(a)に示す

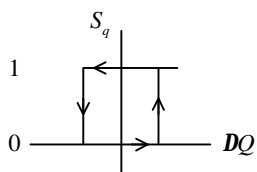
多段ヒステリシスコンパレータを瞬時有効電力制御部に適用し、 DP の大きさから大小の電圧ベクトルを選択する。この多段ヒステリシスコンパレータの動作は DP が DP_1 内に収まるように動作する。いま、ヒステリシスコンパレータが hysteresis3 にあるものとし、 DP が $DP_2 / 2$ より大きくなったとすると、ヒステリシス要素は hysteresis 2 に移り $S_p = 1$ を出力する。逆に DP が $-DP_2 / 2$ より小さくなったとするとヒステリシス要素は hysteresis 4 に移り $S_p = -2$ を出力する。このようにして得られた S_p が ± 2 のとき大ベクトルを、 ± 1 のとき小ベクトルを、そして 0 のときゼロベクトルを選択するようにスイッチングテーブルを構成する。また、瞬时无効電力制御部においては、Fig. 5(b)に示すように 2 値のヒステリシスコンパレータをベクトルの判別に用いる。

<2.3>スイッチングテーブルの構成法

本システムは原理的にリレー制御に基づくため、NPC コンバータのスイッチングモードに対する瞬時有効・無効電



(a) Stacked multi-stage hysteresis comparator.



(b) 2-level hysteresis comparator.

図5 有効・無効電力制御部のヒステリシス要素

Fig. 5. Hysteresis elements of active and reactive power control.

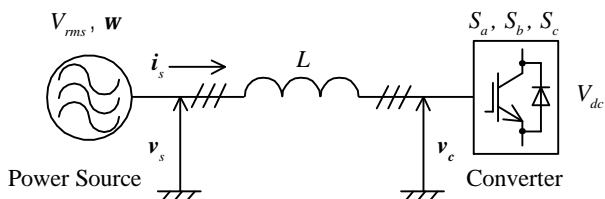


図6 PWMコンバータのモデル

Fig. 6. Model of PWM converter.

力の時間的変化率 dP/dt , dQ/dt が重要となる。まず dP/dt , dQ/dt を Fig. 6 に示す PWM コンバータのモデルを用いて導出する。

電源電圧ベクトル v_s は(3)で表すことができる。

$$v_s = v_a + jv_b = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_a + v_b e^{j2p/3} + v_c e^{j4p/3}) \quad (3)$$

$$v_a = \sqrt{2}V_{rms} \cos \omega t$$

$$\text{ここで, } v_b = \sqrt{2}V_{rms} \cos(\omega t - 2p/3) \quad (4)$$

$$v_c = \sqrt{2}V_{rms} \cos(\omega t - 4p/3)$$

である。(4)を(3)に代入すると,

$$v_s = \sqrt{3}V_{rms} e^{j\omega t} \quad (5)$$

となる。電源電流ベクトル i_s は(6)のように定義する。

$$i_s = i_a + ji_b = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_a + i_b e^{j2p/3} + i_c e^{j4p/3}) \quad (6)$$

また, コンバータ出力電圧ベクトル v_c は(7)で表現できる。

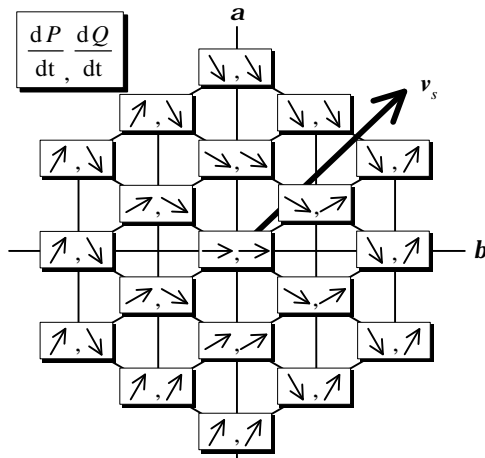
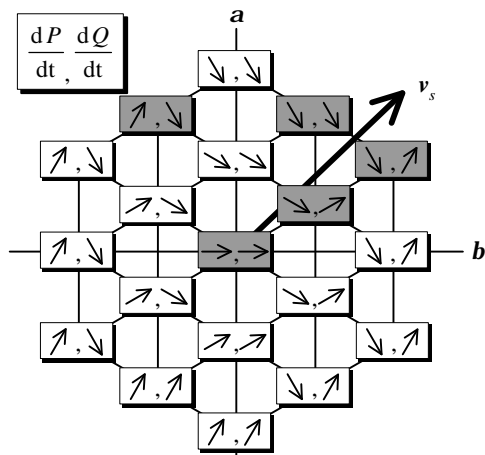
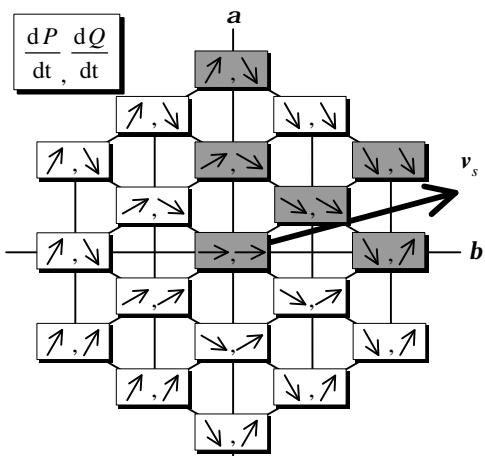


図7 Q_5 と Q_6 における dP/dt , dQ/dt の算出結果

Fig. 7. Calculation results of dP/dt , dQ/dt in Q_5 and Q_6 .



(a) v_s in Q_6 .



(b) v_s in Q_7 .

図8 Q_6 と Q_7 における選択された電圧ベクトル

Fig. 8. Selected voltage vectors in Q_6 and Q_7 .

表 1 中性点電位の挙動

Table 1. Behavior of neutral point potential.

Voltage vectors	Neutral-point potential
$v_{1P} \sim v_{6P}$	Falling
$v_{1N} \sim v_{6N}$	Rising
$v_7 \sim v_{12}$	Depending on pahse
$v_{13} \sim v_{18}$	No variation

表 2 制約条件

Table 2. Restrictive conditions.

	Q_{1-4}	Q_{5-8}	Q_{9-12}	Q_{13-16}	Q_{17-20}	Q_{21-24}
Phase a	PO		ON			PO
Phase b	ON	PO			ON	
Phase c	ON			PO		

を増加させる大ベクトルには 2 種類のスイッチングモードが存在する。この二者択一には電源電圧ベクトル v_s に近い電圧ベクトルを選択する。(11)の領域においては選択法が異なり、電源電圧ベクトル v_s に近い電圧ベクトルのみ選択する。すなわち、Fig. 8 に示すように網掛けした電圧ベクトルを選択する。

$$Q_n = Q_{4m-2} \text{ or } Q_{4m-1} \quad m = 1, 2, \dots, 6 \quad (11)$$

また、次の領域 Q_8 においては、 Q_6 を 30 (deg) だけ時計回りに回転させて同様の選択を行う。このようにして得られたスイッチングテーブルを Fig. 9 に示す。

<2.4>中性点電位の変動抑制法

Table 1 は出力電圧ベクトルに対する中性点電位 v_n の挙動を示している。ここで、ベクトル $v_{1P} \sim v_{6P}$, $v_{1N} \sim v_{6N}$ は NPC コンバータが出力可能な最小電圧ベクトルのうち正側または負側コンデンサを充電するベクトルである。したがって、中性点電位を制御可能なスイッチングモードはベクトル $v_{1P} \sim v_{6P}$, $v_{1N} \sim v_{6N}$ を出力する場合のみである。この選択法として、 S_p が小ベクトルを選択しているとき、中性点電位 v_n が上昇するのであれば $v_{1P} \sim v_{6P}$ を、下降するのであれば $v_{1N} \sim v_{6N}$ を選択する。このような小ベクトルの選択により、中性点電位の変動を抑制することができる。この中性点電位の変動は、3 値のヒステリシスコンパレータを用いて判別する。 S_{vn} が 1 のときは上昇モード、-1 のときは下降モードの場合に相当するが、これにパターン均等化モードとして 0 を付加する。このパターン均等化モードにおいて重要となるのは、小ベクトルにおけるスイッチングモードの選択であり、この選択法として Table 2 に示す選択パターンの制約を設ける。これは N から P、または P から N にスイッチングモードが直接変化しないようにするためで、これにより無駄なスイッチングを抑制することができる。以上から得られたスイッチングテーブルを Fig. 10 に示す。

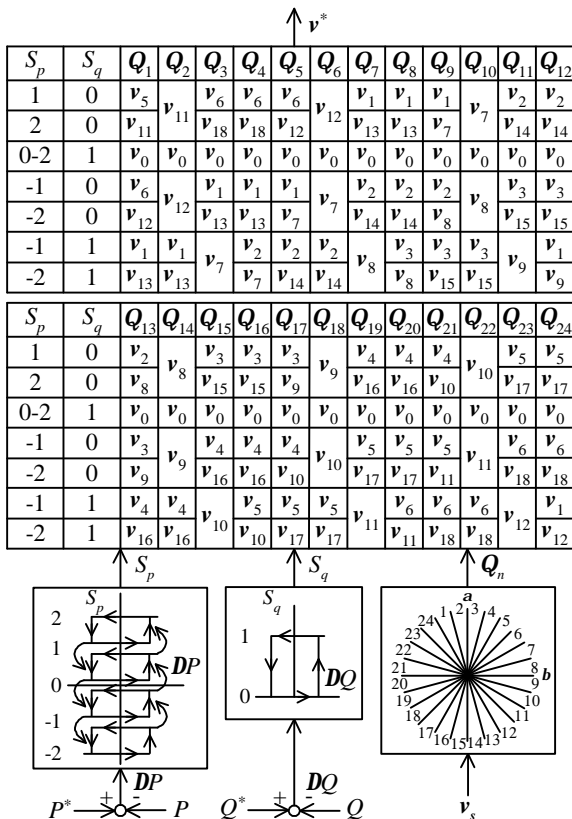


図 9 スwitchingテーブルと制御器

Fig. 9. Optimum switching table and regulators.

$$v_c = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a + S_b e^{j2p/3} + S_c e^{j4p/3}) \quad (7)$$

Fig. 6 より、電源とコンバータ間の電圧電流方程式は、

$$v_s - v_c = L \frac{di_s}{dt} \quad (8)$$

であるから、(1), (5) ~ (8) を用いて dP/dt , dQ/dt について解くと(9), (10)のように導くことができる。これより各電源電圧位相 Q_n におけるスイッチングモードに対応した dP/dt , dQ/dt を算出することができる。一例として、Fig. 7 に領域 Q_5 と Q_6 におけるこれらの計算結果を示す。ここでは、矢印の傾きにより P , Q それぞれの変化の大きさを 5 段階評価で表している。

$$\frac{dP}{dt} = \frac{V_{rms} V_{dc}}{L} \left[K_1 \left(S_a - \frac{S_b}{2} - \frac{S_c}{2} \right) - \frac{\sqrt{3}}{2} K_2 (S_b - S_c) \right] \quad (9)$$

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{V_{rms} V_{dc}}{L} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} K_1 (S_b - S_c) + K_2 \left(S_a - \frac{S_b}{2} - \frac{S_c}{2} \right) \right] \quad (10)$$

$$K_1 = w t \sin w t - \cos w t, \quad K_2 = w t \cos w t + \sin w t$$

この中から操作量として最適な電圧ベクトルを選択する。まず、基本電圧ベクトル選択法について述べる。Fig. 7 からわかるように、瞬時有効電力を減少させ、瞬时无効電力

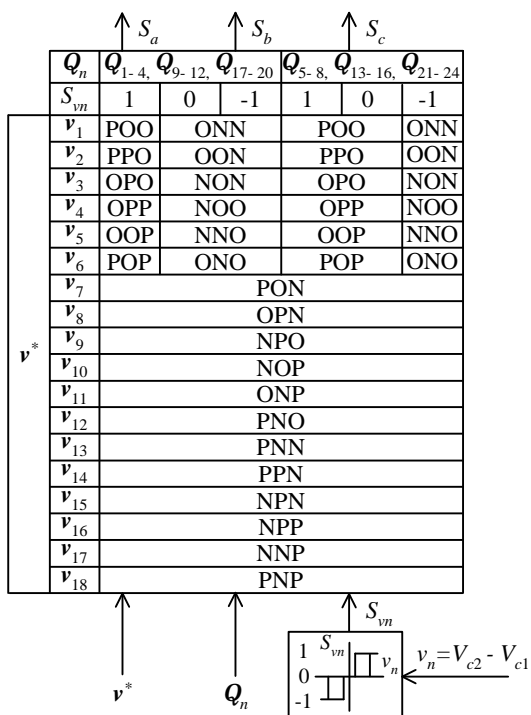


図 10 中性点電位変動抑制のスイッチングテーブル
Fig. 10. Switching table to stabilize v_n .

表 3 主回路の電気定数

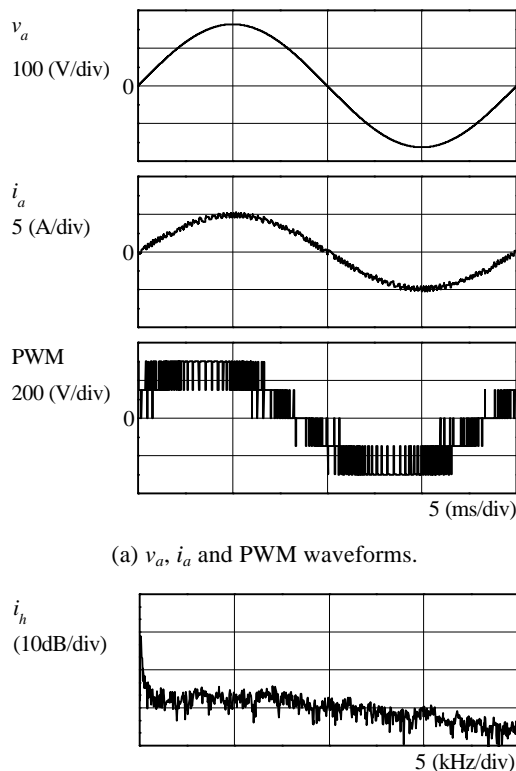
Table 3. Electrical parameters of power circuit.

Interlinkage Reactor	5 (mH)
DC Bus Capacitor	1800 (mF)
Power-Source Voltage	200 (V), 50 (Hz)
DC Bus Voltage Reference	300 (V)
Reactive Power Reference	0 (var)

このように Fig. 9 と Fig. 10 の 2 つのテーブルを用いて NPC コンバータの瞬時的なスイッチングモード S_a, S_b, S_c を直接決定する。

3. シミュレーションによる制御特性の確認

提案するシステムの制御特性を確認するために計算機シミュレーションを行った。シミュレーション条件を Table 3 に示す。Fig. 11(a)に負荷 1.2 (kW)時における電源電圧，電流およびコンバータ出力線間電圧波形を，(b)に電流の FFT 解析結果を示す。電源電流は電源電圧と同相で正弦波状になっていることから，電流制御を行わずとも結果的に入力力率 1 制御を達成し，コンバータの出力電圧 (PWM) 波形も良好である。また，FFT 解析結果を見ると，突出した高調波成分は含まず分散していることがわかる。



(a) v_a, i_a and PWM waveforms.

(b) Frequency spectra of current.

図 11 シミュレーション結果

Fig. 11. Simulation result of proposed system.

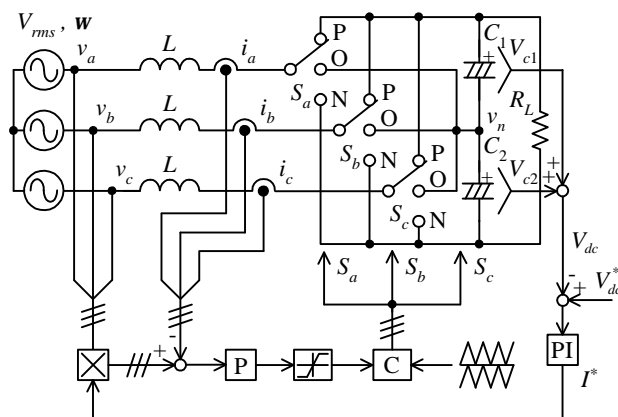


図 12 従来法

Fig. 12. Conventional method.

4. 実機による制御特性の検証

実験条件はシミュレーションと同様とした。また，提案法と従来法を比較するために Fig. 12 に示す三角波 2 段変調方式の実験も行っている。Fig. 13(a)に負荷電力 1.2 (kW)時における電源電圧，電流およびコンバータ出力線間電圧波形を，(b)に電流の FFT 解析結果を示す。無効電力は 0 (var)

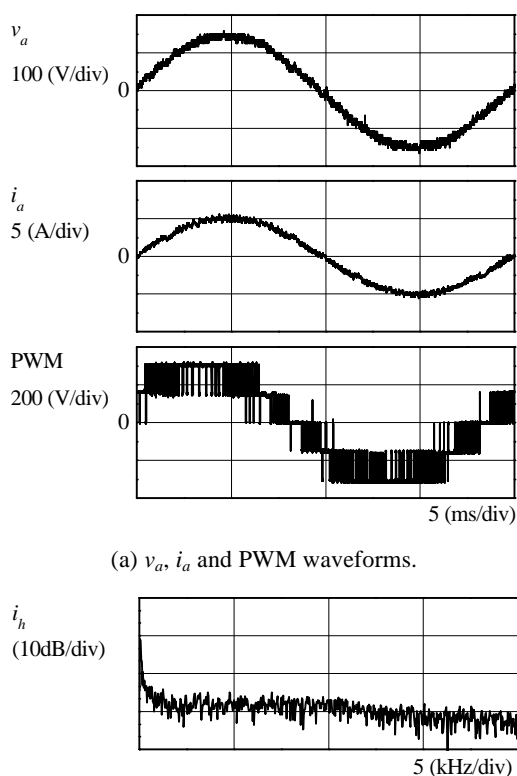


図 13 実験結果

Fig. 13. Experimental result of proposed system.

制御が達成され、電源電流は電源電圧と同相となっており、PWM 波形も良好である。また、FFT 解析結果を見ると、シミュレーションと同様に高調波成分は分散していることがわかる。Fig. 14 に総合入力力率を、Fig. 15 に総合効率を示す。総合入力力率は、99 (%)以上の良好な結果が得られている。また、総合効率も 97 (%)以上の値が得られている。これらの実験結果から、提案法は従来法より軽負荷時における総合入力力率が良好であることがわかる。また、総合効率においては全負荷領域で良好であることがわかる。

5. まとめ

本稿では、直接電力制御法を NPC コンバータに適用し、そのシステム構成とスイッチングモードの決定法について述べた。また、中性点電位変動抑制法や PWM パターン均等化法についても述べた。提案法の制御特性を計算機シミュレーションで評価し、実験による検証も行った。また、従来の三角波 2 段キャリア変調方式の実験結果と比較評価することにより、提案法の優位性を確認した。実験結果によれば、総合入力力率、総合効率ともに提案法が従来法を凌駕することを実証した。

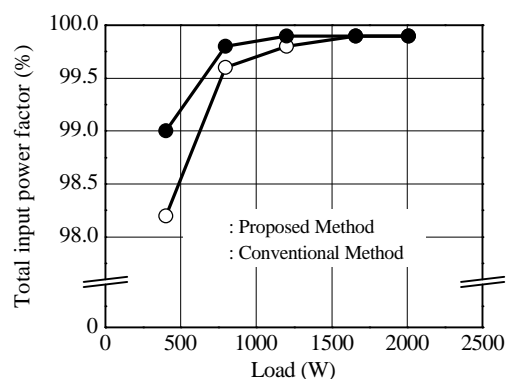


図 14 総合入力力率

Fig. 14. Total input power factor.

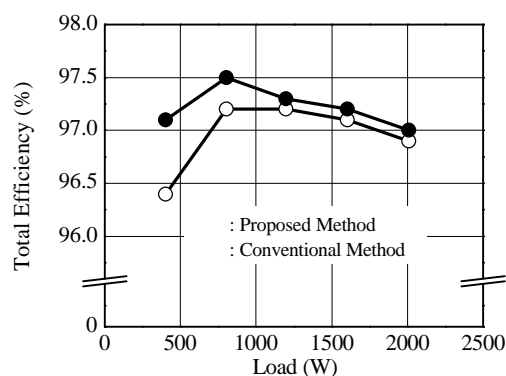


図 15 総合効率

Fig. 15. Total Efficiency.

参考文献

- [1] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo and I. Takahashi, "Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source-Voltage Sensors," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. **34**, no. 3, pp. 473-479 (1998).
- [2] T. Ohnishi, "Three-Phase PWM Converter/Inverter by Means of Instantaneous Active and Reactive Power Control," *IEEE IECON, Proc.*, vol. **1**, pp. 819-824 (1991).
- [3] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg and G. D. Marques, "Virtual-Flux-Based Direct Power Control of PWM Rectifiers," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. **37**, no. 4, pp. 1019-1027 (2001).
- [4] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "New Neutral Point Clamped PWM Inverter," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. **17**, no. 5, pp. 518-523 (1981).
- [5] A. Sato and T. Noguchi, "Direct Power Control of Multi-Level Converter and Its Operation Characteristics," *IEE-Japan Ind Appl. Soc. Annual Conf.*, vol. **1**, pp. 139-142 (2003) (in Japanese).
佐藤・野口：「マルチレベルコンバータの直接電力制御法と運転特性」電気学会産業応用部門大会，1，139-142（平成 15）